

EGALISATION NON-LINEAIRE EN FIBRE OPTIQUE A 140 ET 560 Mbit/s

G. JUNYENT, R. AGUSTI, F. CASADEVALL

E.T.S.I. Telecomunicación
Barcelone, Espagne

RESUME

Dans cet article, on introduit un égaliseur non-linéaire du type récursif avec décision dans la boucle pour compenser les effets de l'interférence entre symboles qui est présente dans un système de transmission numérique par fibre optique à 140 et 560 Mbit/s.

Le comportement de la fonction de transfert en puissance optique de la fibre multimode à gradient d'indice est représentée par la forme gaussienne et la variation de sa fréquence de coupure à -3dB avec la distance L obéit à une loi $L^{-\beta}$ en puissance.

On a obtenu des courbes qui montrent l'amélioration du seuil de la puissance optique à l'extrémité de réception en fonction de L et β ($0,5 \leq \beta \leq 1$) en maintenant un taux d'erreur de 10^{-9} . On déduit de ces résultats que dans un système de transmission numérique à haut débit, l'égalisation proposée permet une sensible augmentation de la distance entre les répéteurs.

INTRODUCTION

Actuellement, étant donné que la fibre optique à gradient d'indice présente une atténuation inférieure à 1 dB/km à la longueur d'onde d'environ 1,3 μ m, la portée entre répéteurs pour une transmission numérique à grande vitesse n'est plus limitée par l'atténuation de la fibre, mais par la largeur de bande de celle-ci qui diminue avec la portée. La dégradation des performances du système, en raison de l'interférence entre symboles qui en résulte, peut être compensée par les techniques d'égalisation.

Dans cette communication, nous introduisons dans le récepteur un égaliseur non-linéaire du type récursif avec un filtre avant et décision dans la boucle, et nous calculons l'amélioration dans la puissance optique reçue par rapport à celle que nous aurions eu dans un système sans égaliseur. Pour le calcul de la puissance optique, nous considérerons toujours le seuil de réception pour obtenir un taux d'erreur standard de 10^{-9} . Les débits binaires choisis pour la réalisation sont de 140 et 560 Mbit/s et le code de ligne RZ (retour à zéro).

MODELE DE TRANSMISSION

Le modèle que nous avons pris en considération pour la transmission numérique est représenté par le diagramme de blocs de la figure 1.

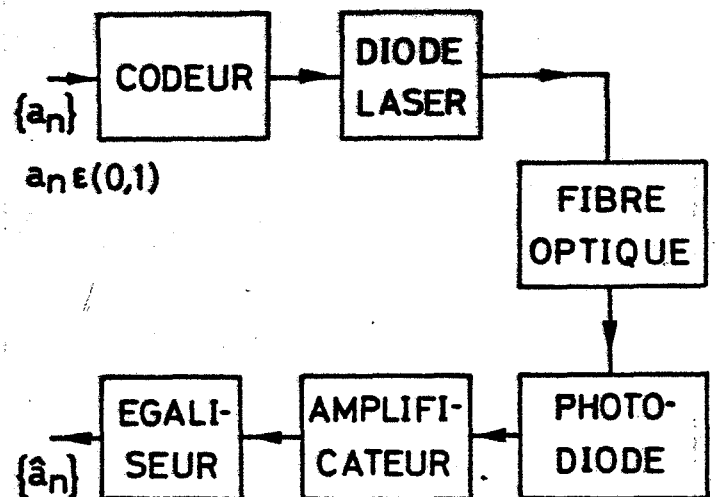


Fig. 1 Diagramme de blocs du système

La source produit une séquence de symboles binaires, $\{a_n\}$, statistiquement indépendants et équiprobables à la vitesse de $1/T$ symboles/s. Le signal à la sortie du codeur de ligne module une diode laser et la lumière émise est couplée dans la fibre. La fibre optique se comporte comme un canal linéaire en puissance¹ et elle est complètement caractérisée par sa fonction de transfert. Le récepteur se compose d'une photodiode à avalanche suivie d'un amplificateur qui élève le niveau du signal pour un échantillonnage et une décision postérieure.

Le signal présent à la sortie de l'amplificateur est :

$$y(t) = \text{SMP}_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t-nT) + s(t) + n(t)$$

où :

- S est la sensibilité de la photodiode (A/W)
- M est le gain de multiplication de la photodiode
- $(P_0)_{\text{dBm}} = (P)_{\text{dBm}} - \alpha L$
- $(P)_{\text{dBm}}$ est la puissance maximale injectée dans la fibre
- α est l'atténuation de la fibre en dB/km
- L est la distance entre répéteurs en km

$h(t)$ est la réponse impulsionnelle du système global
 $s(t)$ est le bruit de grenaille (shot)
 $n(t)$ est le bruit thermique

Dans notre modèle :

$$h(t) = h_T(t) * h_F(L, t) * h_A(t)$$

où

$$h_T(t) = \begin{cases} 1 & |t| < T/4 \\ 0 & |t| \geq T/4 \end{cases}$$

$h_F(L, t)$ est la réponse impulsionnelle de la fibre de longueur L sans atténuation

$$h_F(L, t) = F^{-1} \left[\exp \left\{ -\ln 2 \left[\frac{f}{f_0(L)} \right]^2 \right\} \right]$$

$f_0(L)$ est la fréquence de coupure à -3dB en puissance

$h_A(t)$ est la réponse impulsionnelle du photodétecteur-amplificateur.

Pour compenser l'interférence entre symboles, nous introduisons un égaliseur récursif² dont la structure est schématisée dans la figure 2.

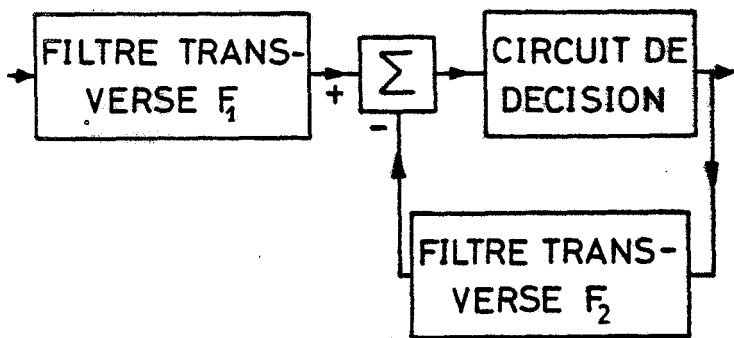


Fig. 2 Egaliseur récursif

CALCUL DE LA PERFORMANCE

Le paramètre que nous employons pour mesurer la performance du système avec une fibre optique de longueur L est le seuil de la puissance optique nécessaire pour obtenir un taux d'erreur standard de 10^{-9} . Afin de connaître l'amélioration introduite par l'égalisation récursive, nous calculons d'abord la valeur $P_S(L)$ sans égaliseur.

En utilisant l'approximation gaussienne pour le bruit de grenaille avec les variances calculées dans le cas le plus défavorable³ (les variances sont alors indépendantes du message numérique transmis), et en modélisant l'interférence entre symboles par le diagramme de l'oeil, la $P_S(L)$ nécessaire pour obtenir un taux d'erreur $P_e = 10^{-9}$ est donnée par :

$$P_S(L) = \frac{q}{S} \left(\frac{Q}{I} \right)^2 F(M) \left\{ E_1 + E_2 + 2 \sqrt{E_1 E_2 + \left[\frac{I}{4MQF(M)} \right]^2 N} \right\} \quad (1)$$

où

q est la charge de l'électron

$$Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2 P_e)$$

$F(M) = KM + (1-K) \left(2 - \frac{1}{M} \right)$ est le facteur de bruit en excès de la photodiode

I est l'ouverture du diagramme d'oeil

$$E_1 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_E(L, t_0 - nT), \quad E_2 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_E(L, t_0 + nT)$$

t_0 est l'instant où le symbole a_0 s'échantillonne (I maximal)

$$h_E(L, t) = h_T(t) * h_F(L, t) * h_A^2(t)$$

$$N = \sigma_T^2 + qB_N [M^2 F(M) I_M + I_{NM}]$$

σ_T^2 est la puissance du bruit thermique

$$B_N = \int_{-\infty}^{\infty} h_A^2(t) dt$$

I_M est le courant d'obscurité multiplicatif de la photodiode

I_{NM} est le courant d'obscurité non multiplicatif de la photodiode.

D'après le calcul de $P_S(L)$, la portée maximale entre répéteurs, L_R , pour avoir une probabilité d'erreur 10^{-9} , doit vérifier l'expression suivante :

$$(P) \text{ dBm} - \alpha L_R = [P_S(L_R)] \text{ dBm}$$

L'égalisateur récursif utilisé fonctionne de telle manière que F_1 élimine les interférences entre symboles produites par les symboles qui ne sont pas encore détectés pendant que F_2 annule l'interférence produite par des symboles déjà détectés.

Les coefficients des filtres F_1 et F_2 se calculent selon le critère de Nyquist (zéro forcing).

La structure récursive présente le risque de propagation d'erreur. Ce défaut peut être d'importance et limiter ses performances. L'effet sur le taux d'erreur peut être borné, en supposant l'effet le plus défavorable à posteriori des symboles erronés, par⁴ :

$$\text{Probabilité d'erreur} < 2^J P_e$$

où

J est le nombre d'étages de F_2

P_e est le taux d'erreur sans propagation d'erreur.

La nouvelle valeur de $P_S(L)$ produite par l'inclusion de l'égaliseur s'obtient à partir de l'expression (1) en considérant que $P_e = 10^{-9}/2^J$. En plus, nous remplaçons $h_A(t)$ par $h_A(t) * h_1(t)$, où $h_1(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre F_1 et nous considérons la nouvelle ouverture du diagramme de l'oeil qui en résulte.

RESULTATS NUMERIQUES

On a obtenu des résultats pour les vitesses de transmission de 140 et 560 Mbit/s et pour les paramètres suivants :

Diode laser :

$$(P)_{dBm} = 0$$

Fibre optique :

$$\alpha = 0.7 \text{ dB/km}$$

$$f_o(L) = f_{1km} L^{-\beta}$$

$$\beta = 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1.$$

$$f_{1km} = \begin{cases} 800 \text{ MHz pour } 140 \text{ Mbit/s} \\ 1 \text{ GHz pour } 560 \text{ Mbit/s} \end{cases}$$

Photodiode de Germanium :

$$S = 0.5 \text{ A/W}$$

$$K = 1$$

$$I_{NM} = 0.1 \text{ } \mu\text{A}$$

$$I_{NM} = 0.2 \text{ } \mu\text{A}$$

$$C_D = 2 \text{ pF est la capacité de la jonction P-N}$$

Amplificateur :

Du fait que les puissances mises en jeu sont extrêmement faibles, il est très important d'optimiser l'amplificateur du point de vue du bruit. On choisit le transistor bipolaire en émetteur commun comme configuration des deux premiers étages de l'amplificateur⁵, figure 3. Pour cette étude, on a choisi le transistor silicium NPN type BFR91 qui se caractérise par une fréquence de transition de l'ordre de plusieurs GHz, un gain important et un faible niveau de bruit. On suppose que le gain de ces deux étages est suffisamment élevé pour pouvoir négliger le bruit généré par les autres.

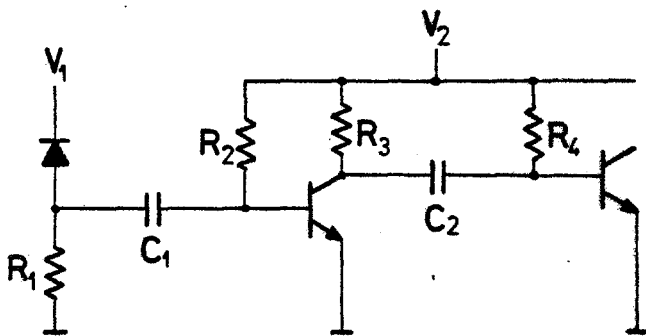


Fig. 3 Préamplificateur de réception

L'étude d'optimisation du bruit des deux premiers étages consiste à calculer en fonction de la fréquence de coupure de l'amplificateur, les courants de polarisation des deux transistors et le gain en tension du premier étage pour obtenir la puissance minimale de bruit.

La fréquence de coupure optimale qui minimise $P_S(L)$ résulte d'une obligation entre la puissance de bruit thermique σ_T^2 et l'interférence entre symboles.

Nous avons choisi $h_A(t)$ comme réponse impulsionnelle d'un filtre de Bessel de l'ordre 4. Une augmentation de l'ordre du filtre ne représente pas d'amélioration appréciable des performances.

Les résultats numériques obtenus sont indiqués dans les figures 4 et 5. Les courbes représentent la valeur de $[P_S(L)]_{dBm}$ en fonction de L . L'intersection de ces courbes avec la ligne droite $(P_S)_{dBm} = (P)_{dBm} - \alpha L$ détermine la distance entre répéteurs en fonction du nombre d'étages totaux (NT) de l'égaliseur récursif (ER). Pour chaque NT, on choisit le numéro d'étages de F_1 et F_2 pour minimiser $P_S(L)$. Dans les figures mentionnées, on montre aussi les résultats obtenus en utilisant un égaliseur linéal "zéro forcing" (EL) avec le même nombre d'étages et sans égaliseur (SE).

Dans les tables 1 et 2, on résume pour les différentes valeurs de β les distances maximales possibles entre répéteurs.

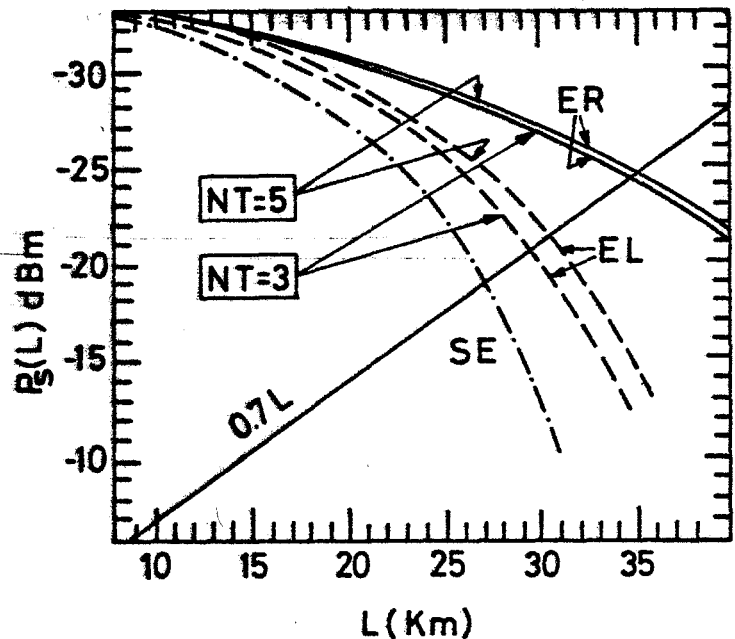


Fig. 4 Dégradation du seuil de la puissance optique à 140 Mbit/s et $\beta=0.9$

CONCLUSIONS

L'égaliseur récursif proposé peut être utilisé dans un système de transmission numérique à grande vitesse par fibre optique pour améliorer la distance entre répéteurs. Les résultats obtenus pour 140 Mbit/s et $f_{1km}=800\text{MHz}$ montrent que pour $0.8 \leq \beta < 1$, l'égaliseur récursif permet une augmentation de la distance entre répéteurs par rapport au cas sans égaliseur, entre 5 et 8 km. L'amélioration obtenue par rapport à un système qui utilise l'égaliseur linéal se situe entre 2.5 et 5 km. Avec 560 Mbit/s et

$f_{1km}=1\text{GHz}$, les résultats obtenus avec $0.5 \leq \beta \leq 1$ sont semblables aux résultats antérieurs. Dans les deux cas, un nombre d'étages dans l'égaliseur récursif supérieur à 5 n'apporte aucune sensible amélioration.

Il est aussi intéressant de noter que dans tous les cas considérés, la valeur optimale du gain de multiplication est très faible. Il conviendrait alors de travailler avec une photodiode de germanium PIN.

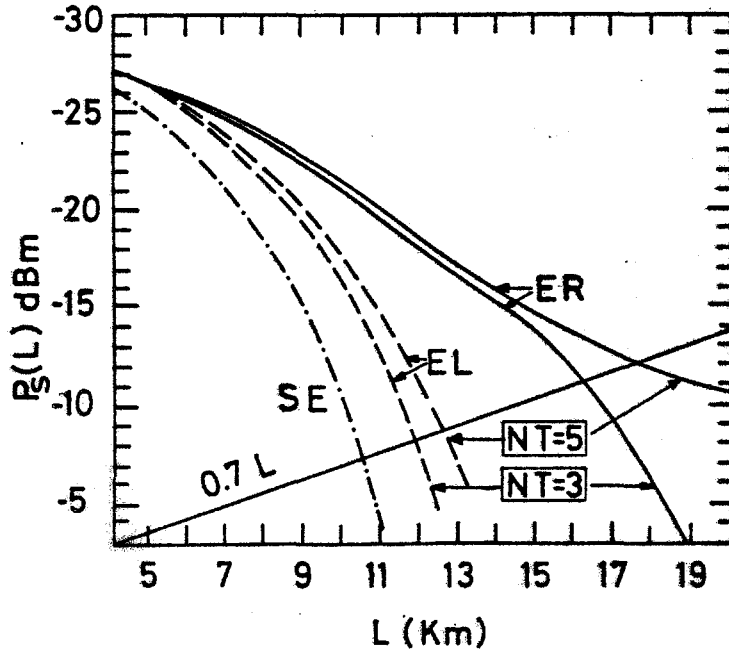


Fig. 5 Dégradation du seuil de la puissance optique à 560 Mbit/s et $\beta=0.8$

β	$L_R(\text{km})$ sans égaliseur	$L_R(\text{km})$ avec égaliseur récursif	
		NT=3	NT=5
0.7	41	43.5	44
0.8	34.5	39.5	40.5
0.9	27	35	35.5
1	21	28	29.5

Table 1 Résumé des performances du système à 140 Mbit/s

β	$L_R(\text{km})$ sans égaliseur	$L_R(\text{km})$ avec égaliseur récursif	
		NT=3	NT=5
0.5	27.5	32.5	33
0.6	20	26.5	27.5
0.7	14	21	22
0.8	10.5	16.2	18
0.9	8.3	12.5	14.5
1	6.8	10.1	11.6

Table 2 Résumé des performances du système à 560 Mbit/s

REFERENCES

- (1) S.D. Personick, "Baseband linearity and equalization in fiber optic digital communications systems", BSTJ ; September, 1973.
- (2) P. Monsen, "Feedback equalization for fading dispersive channels", IEEE Trans., Information Theory ; January, 1971
- (3) S.D. Personick, P. Balaban, J.H. Bobsin and P.R. Kumar, "A detailed comparison of four approaches to the calculation of the sensitivity of optical fiber system receivers", IEEE Trans., Communication Systems ; May, 1977
- (4) D.L. Duttweiler, J.E. Mazo and D.G. Messerschmitt, "An upper bound on the error probability in decision-feedback equalization", IEEE Trans., Information Theory ; July, 1974
- (5) T. Ogawa, T. Yamashita, Y. Mochida and K. Yamaguchi, "Low noise 100 Mbit/s optical receiver", second European Conference on Optical Fibre Communication ; September, 1976.